

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-33013

(P2003-33013A)

(43) 公開日 平成15年1月31日 (2003.1.31)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

H02M 3/155

識別記号

FI

H02M 3/155

テームト\* (参考)

Q 5H730

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全17頁)

(21) 出願番号 特願2001-219678 (P2001-219678)

(22) 出願日 平成13年7月19日 (2001.7.19)

(71) 出願人 000005326

本田技研工業株式会社

東京都港区南青山二丁目1番1号

(72) 発明者 古川 勝彦

埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社  
本田技術研究所内

(74) 代理人 100064908

弁理士 志賀 正武 (外5名)

Fターム (参考) 5H730 AA02 AS01 AS08 AS21 BB62

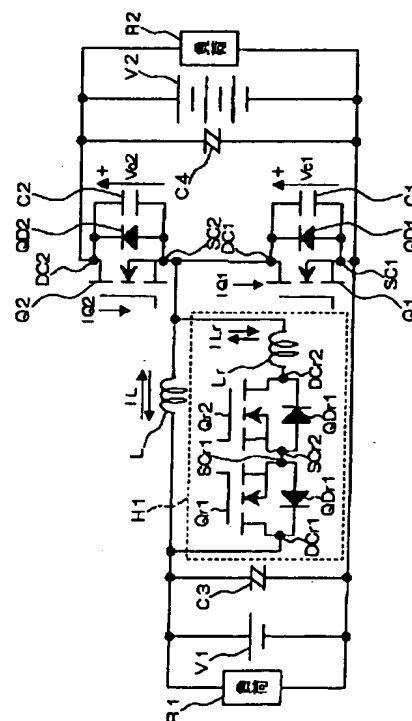
BB68 DD04 EE12 FG05

(54) 【発明の名称】 共振形双方向DC-DCコンバータ、及びその制御方法

(57) 【要約】

【課題】 ソフトスイッチングによりノイズや熱の発生を抑さえ、直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ昇圧、または降圧する共振形双方向DC-DCコンバータを提供する。

【解決手段】 直列に接続したMOSFET Q1、Q2の接続点に平滑用インダクタンスLと、MOSFET Q1、Q2の両端にそれぞれ緩衝用コンデンサC1、C2とを接続した共振形双方向DC-DCコンバータにおいて、平滑用インダクタンスLの両端に、緩衝用コンデンサC1、C2に共振電流を流すための、MOSFET Qr1、Qr2を用いた双方向スイッチ回路とそれに直列に接続された共振用インダクタンスLrとを有する補助回路H1を接続する。そして、DC-DCコンバータの昇圧、降圧動作の両方において、緩衝用コンデンサC1、C2の充放電を、共振用インダクタンスLrに流れる共振電流により制御し、特にMOSFET Q1、Q2のソフトスイッチングを実現する。



**【特許請求の範囲】**

【請求項1】 ダイオードを逆並列に接続した第1、第2の主スイッチング素子と、

前記第1、第2の主スイッチング素子の接続点に、一方の端を接続された平滑用インダクタンスと、

前記第1、第2の主スイッチング素子と並列に接続された緩衝用コンデンサと、

前記緩衝用コンデンサに共振電流を流すために、前記平滑用インダクタンスの両端に並列に接続された補助回路と、

を備えた共振形双方向DC-DCコンバータであって、前記補助回路は、

双方向スイッチ回路と、

該双方向スイッチ回路に直列に接続されるとともに前記2個の緩衝用コンデンサと共振する共振用インダクタンスと、

を有することを特徴とする共振形双方向DC-DCコンバータ。

【請求項2】 請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法であって、

前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2の主スイッチング素子と逆並列に設けられたダイオードを経由して流れている状態において、前記補助回路の共振用インダクタンスを通電状態にし、前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2の主スイッチング素子を経由して流れている状態において、前記補助回路の共振用インダクタンスを非通電状態としたことを特徴とする共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法。

【請求項3】 請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの第1、第2の主スイッチング素子がスイッチング制御により導通または遮断される第1、第2のMOSFETで構成され、

前記ダイオードがMOSFETに含まれる寄生ダイオードで構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、

前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2のMOSFETに含まれる寄生ダイオードを経由して流れ始める時に、電流の流れる該寄生ダイオードを含むMOSFETを同時に導通させることを特徴とする共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法。

【請求項4】 請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの双方向スイッチ回路が、

ソース端子同士またはドレイン端子同士を接続した第3、第4のMOSFETで構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、

前記共振用インダクタンスに共振電流を流すために、前記第3、第4のMOSFETを同時に導通させ、

前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロにな

る寸前に、前記第3、第4のMOSFETの内、共振電流がソース端子からドレイン端子に流れる一方のMOSFETを遮断させ、

前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロになった後に、他方のMOSFETを遮断させることを特徴とする共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法。

【請求項5】 請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの双方向スイッチ回路が、

スイッチング制御により導通または遮断され導通方向を逆向きに接続した第1、第2の補助スイッチング素子と、

前記第1、第2の補助スイッチング素子のそれぞれと逆並列に接続された第1、第2の方向制御用ダイオードと、

で構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、

前記共振用インダクタンスに共振電流を流すために、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流の方向と前記第1、第2の方向制御用ダイオードの導通方向に対応して、前記第1、第2の補助スイッチング素子のいずれか一方を導通させ、

該導通させた前記補助スイッチング素子を、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロになった後に遮断させることを特徴とする共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法。

**【発明の詳細な説明】****【0001】**

【発明の属する技術分野】本発明は、直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ変換するDC-DCコンバータに関する。

**【0002】**

【従来の技術】近年、例えば自動車等車両装置における、12V系の車両用電源装置の負荷増加に伴い、新しい電源系統として、42V系の車両用電源装置が提案されつつある。しかし、完全に車両用電源装置が12V系から42V系へ移行するまでには、インフラ整備の問題等も含め時間がかかると思われるため、これまでの車両用の電装部品の流用などを考慮すると、これら12V系と42V系の2つの電源系統が存在するのが好ましい。また、これら12V系と42V系の車両用電源装置を併用したとき、どちらかのバッテリー残量が少ない場合に、42V系から12V系へエネルギーを供給したり、逆に42V系から12V系へエネルギーを供給したりできる方が好ましい。このため、2つの電源系統の電力を、お互い相互補完する電力変換装置が必要になる。

【0003】従来、このような直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ変換する電力変換装置（DC-DCコンバータ）には、例えば特開平8-80038号公報に記載されたものがある。DC-DCコンバータは、直流電圧をスイッチングして断続的にコイルやトランス等の誘導

性の負荷に供給し、この誘導性の負荷に励振される電気エネルギーを整流して異なる電圧の直流電圧として取り出す。このようなDC-DCコンバータを2個並列に接続することで、前述の12V系と42V系の相互補完のように、直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ昇圧する場合と降圧する場合とに対応する手法も考えられるが、回路規模やコストの面で無駄が多い。

【0004】そこで、図19に示すように、12V系と42V系とを相互補完するために、直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ昇圧する場合と降圧する場合の両方に対応した、非絶縁双方向DC-DCコンバータが用いられている。この非絶縁双方向DC-DCコンバータは、12V系の負荷R1に接続された12V車両用電源装置V1と、42V系の負荷R2に接続された42V車両用電源装置V2との間に配置され、一方の電気エネルギーを断続的にスイッチングして他方へ供給する。具体的には、42V車両用電源装置V2の両端に、スイッチング制御により導通または遮断されるドレイン端子DC1とソース端子SC2を直列に接続した第1、第2の主スイッチング素子であるMOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) Q1、及びMOSFET Q2を備えている。更に、MOSFET Q1とMOSFET Q2の接続点に一方の端を接続され、12V車両用電源装置V1に他方の端を接続された、電圧変換に利用する電気エネルギーを蓄えるための平滑用インダクタンスLを備えている。

【0005】また、MOSFET Q1、Q2のドレイン端子とソース端子間 (DC1とSC1間、またはDC2とSC2間) には並列にMOSFETに含まれる寄生ダイオードQD1、QD2が存在している。また、12V車両用電源装置V1の両端には、電圧平滑用の平滑用コンデンサC3が接続され、42V車両用電源装置V2の両端には、電圧平滑用の平滑用コンデンサC4が接続されている。

【0006】次に、上述の非絶縁双方向DC-DCコンバータの動作を簡単に説明する。まず、非絶縁双方向DC-DCコンバータが12V車両用電源装置V1の電気エネルギーを利用して42V系へ電圧を供給する昇圧動作では、MOSFET Q1のドレイン端子DC1とソース端子SC1間の導通と遮断を断続的に繰り返すスイッチング動作を行う。そして、これにより平滑用インダクタンスLに誘起される電圧を、整流用ダイオードD2により整流し、更に平滑用コンデンサC4で平滑化して42V車両用電源装置V2の充電に利用したり、42V系の負荷R2に供給したりする。

【0007】また、非絶縁双方向DC-DCコンバータが42V車両用電源装置V2の電気エネルギーを利用して12V系へ電圧を供給する降圧動作では、MOSFET Q2のドレイン端子DC2とソース端子SC2間の導通と遮断を断続的に繰り返すスイッチング動作を行う。

そして、これにより平滑用インダクタンスLに誘起される電圧を、整流用ダイオードD1により整流し、更に平滑用コンデンサC3で平滑化して12V車両用電源装置V1の充電に利用したり、12V系の負荷R1に供給したりする。

【0008】なお、上述の非絶縁双方向DC-DCコンバータの昇圧、または降圧動作における変換前後の電圧比は、PWM (Pulse Width Modulation) 制御によるMOSFET Q1、またはMOSFET Q2のドレイン端子とソース端子間の導通と遮断の時間比率 (スイッチング信号のデューティ比) で決定される。また、図19に示したダイオードQD1、QD2は、それぞれMOSFET Q1、Q2の寄生ダイオードであって、実際はMOSFETの素子内部にあり、実際の部品としては存在しない要素である。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上述の非絶縁双方向DC-DCコンバータでは、その主スイッチング素子のスイッチング動作が、スイッチング素子に電圧が印加され、電流が流れたままのハードスイッチングであるため、サージ電圧などのスイッチングによって発生するノイズに対する特別な対策が不可欠であるという問題があった。また、スイッチング素子で発生するスイッチング損失の割合が高い為、ヒートシンクが小型化できず、結果として、DC-DCコンバータを小型化することが難しいという問題があった。

【0010】本発明は、上記課題に鑑みてなされたもので、ソフトスイッチングによりノイズや熱の発生を抑さえ、直流電圧を、異なる電圧の直流電圧へ昇圧、または降圧する共振形双方向DC-DCコンバータを提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するために、請求項1に記載の発明は、ダイオードを逆並列に接続した第1、第2の主スイッチング素子 (例えば実施の形態のMOSFET Q1とMOSFET Q2、またはIGBT Q3とダイオードD1の組み合わせとIGBT Q4とダイオードD2の組み合わせ) と、前記第1、第2の主スイッチング素子の接続点に、一方の端を接続された平滑用インダクタンス (例えば実施の形態の平滑用インダクタンスL) と、前記第1、第2の主スイッチング素子と並列に接続された緩衝用コンデンサ (例えば実施の形態の緩衝用コンデンサC1、C2) と、前記緩衝用コンデンサに共振電流を流すために、前記平滑用インダクタンスの両端に並列に接続された補助回路 (例えば実施の形態の補助回路H1、または補助回路H2) とを備えた共振形双方向DC-DCコンバータであって、前記補助回路は、双方向スイッチ回路と、該双方向スイッチ回路に直列に接続されるとともに前記2個の緩衝用コンデンサと共振する共振用インダクタンス (例えば実施の

形態の共振用インダクタンス $L_r$ )とを有することを特徴とする。以上の構成により、DC-DCコンバータの昇圧動作と降圧動作の両方において、第1、第2の主スイッチング素子に並列に接続された2個の緩衝用コンデンサの充放電を、該緩衝用コンデンサと共振回路を形成する共振用インダクタンスに流れる共振電流により制御し、これにより、特に第1、第2の主スイッチング素子のゼロ電圧及びゼロ電流でのスイッチング動作(いわゆる「ソフトスイッチング動作」)を実現し、DC-DCコンバータのスイッチングにおける損失の発生を押さえたと効率的な動作をさせることができる。

【0012】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの制御方法であって、前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2の主スイッチング素子と逆並列に設けられたダイオード(例えば実施の形態のMOSFET $Q_1$ 、 $Q_2$ の寄生ダイオード $Q_{D1}$ 、 $Q_{D2}$ 、または整流用ダイオード $D_1$ 、 $D_2$ )を経由して流れている状態において、前記補助回路の共振用インダクタンスを通電状態にし、前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2の主スイッチング素子(例えば実施の形態のMOSFET $Q_1$ 、 $Q_2$ 、またはIGBT $Q_3$ 、 $Q_4$ )を経由して流れている状態において、前記補助回路の共振用インダクタンスを非通電状態としたことを特徴とする。以上の制御により、一方の電源により平滑用インダクタンスに蓄積された電気エネルギーを昇圧、または降圧された電圧として他方の電源に供給し、次に、上述の一方の電源により再度平滑用インダクタンスに電気エネルギーを蓄積する状態へ移行するまでの間に、DC-DCコンバータを構成する各スイッチング素子の補助回路を利用したソフトスイッチングを実現する。

【0013】請求項3に記載の発明は、請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの第1、第2の主スイッチング素子がスイッチング制御により導通または遮断される第1、第2のMOSFET(例えば実施の形態のMOSFET $Q_1$ とMOSFET $Q_2$ )で構成され、前記ダイオードがMOSFETに含まれる寄生ダイオード(例えば実施の形態のMOSFET $Q_1$ 、 $Q_2$ の寄生ダイオード $Q_{D1}$ 、 $Q_{D2}$ )で構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、前記平滑用インダクタンスに流れる全ての電流が、前記第1、または第2のMOSFETに含まれる寄生ダイオードを経由して流れ始める時に、電流の流れる該寄生ダイオードを含むMOSFETを同時に導通させることを特徴とする。以上の構成及び制御により、DC-DCコンバータの双方向の電圧変換動作において、整流機能を担う側のMOSFETを導通させることにより、MOSFETによる同期整流を利用して、電圧降下の少ないDC-DCコンバータの電圧変換動作を実現する。

【0014】請求項4に記載の発明は、請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの双方向スイッチ回路が、ソース端子同士またはドレイン端子同士を接続した第3、第4のMOSFET(例えば実施の形態のMOSFET $Q_{r1}$ とMOSFET $Q_{r2}$ )で構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、前記共振用インダクタンスに共振電流を流すために、前記第3、第4のMOSFETを同時に導通させ、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロになる寸前に、前記第3、第4のMOSFETの内、共振電流がソース端子からドレイン端子に流れる一方のMOSFETを遮断させ、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロになった後に、他方のMOSFETを遮断させることを特徴とする。以上の構成及び制御により、共振電流を流すための双方向スイッチ回路において、双方向スイッチ回路のMOSFETを2個同時に導通させるので、ダイオードでの電圧降下が無くなり導通損失が少なくなる。また、共振電流がゼロになっても遮断したMOSFETの寄生ダイオードにより共振インダクタンスの電流が逆方向に流れることがない。

【0015】請求項5に記載の発明は、請求項1に記載の共振形双方向DC-DCコンバータの双方向スイッチ回路が、スイッチング制御により導通または遮断され導通方向を逆向きに接続した第1、第2の補助スイッチング素子(例えば実施の形態のIGBT $Q_{r3}$ とIGBT $Q_{r4}$ )と、前記第1、第2の補助スイッチング素子のそれぞれと逆並列に接続された第1、第2の方向制御用ダイオード(例えば実施の形態の方向制御用ダイオード $D_{r1}$ と方向制御用ダイオード $D_{r2}$ )とで構成されている場合に、該DC-DCコンバータを制御する制御方法であって、前記共振用インダクタンスに共振電流を流すために、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流の方向と前記第1、第2の方向制御用ダイオードの導通方向に対応して、前記第1、第2の補助スイッチング素子のいずれか一方を導通させ、該導通させた前記補助スイッチング素子を、前記共振用インダクタンスに流れる共振電流がゼロになった後に遮断させることを特徴とする。以上の構成及び制御により、双方向DC-DCコンバータの昇圧動作と降圧動作とで変化する共振電流の方向に対応した補助スイッチング素子の交互の導通、遮断動作によって、DC-DCコンバータのソフトスイッチング動作を実現する。

【0016】

【発明の実施の形態】(第1の実施の形態)以下、図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。図1は、本発明の第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータを示す回路図である。図1において、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータは、12V系の負荷 $R_1$ に接続された12V車両用電源装置 $V_1$ と、42V系の負荷 $R_2$ に接続された42V車両用

電源装置V2との間に配置され、一方の電気エネルギーを断続的にスイッチングして他方へ供給する。具体的には、42V車両用電源装置V2の両端に、スイッチング制御により導通または遮断されるMOSFETQ1、及びMOSFETQ2を備えており、MOSFETQ1のドレイン端子DC1とMOSFETQ2のソース端子SC2が接続され、MOSFETQ1のソース端子SC1とMOSFETQ2のドレイン端子DC2が42V車両用電源装置V2の両端に接続されている。更にMOSFETQ1とMOSFETQ2の接続点に一方の端を接続され、12V車両用電源装置V1に他方の端を接続された、電圧変換に利用する電気エネルギーを蓄えるための平滑用インダクタンスLを備えている。なお、MOSFETQ1、Q2が第1、第2の主スイッチング素子を構成する。

【0017】また、MOSFETQ1のドレイン端子DC1とソース端子SC1間には、並列に緩衝用コンデンサC1が接続され、MOSFETQ2のドレイン端子DC2とソース端子SC2間には、並列に緩衝用コンデンサC2が接続されている。また、MOSFETQ1、Q2のドレイン端子とソース端子間（DC1とSC1間、DC2とSC2間）には並列にMOSFETに含まれる寄生ダイオードQD1、QD2が存在している。更に、緩衝用コンデンサC1、C2に共振電流を流すために、平滑用インダクタンスLの両端に、MOSFETQr1とMOSFETQr2、及び共振用インダクタンスLrからなる補助回路H1が並列に接続されている。ここで、補助回路H1は、ソース端子同士（SCr1、SCr2）を接続した2個のMOSFETQr1、Qr2に、共振用インダクタンスLrを直列に接続して構成する。なお、2個のMOSFETQr1、Qr2は、寄生ダイオードQDr1、QDr2が逆向きになるよう接続されれば良く、ドレイン端子同士（DCr1、DCr2）を接続した構成であっても良い。

【0018】また、12V車両用電源装置V1の両端には、電圧平滑用の平滑用コンデンサC3が接続され、42V車両用電源装置V2の両端には、電圧平滑用の平滑用コンデンサC4が接続されている。なお、図1に示したダイオードQD1、QD2、QDr1、QDr2は、それぞれMOSFETQ1、Q2、Qr1、Qr2の寄生ダイオードであって、実際はMOSFETの素子内部にあり、実際の部品としては存在しない要素である。

【0019】次に、上述の共振形双方向DC-DCコンバータの動作を簡単に説明する。まず、非絶縁双方向DC-DCコンバータが12V車両用電源装置V1の電気エネルギーを利用して42V系へ電圧を供給する昇圧動作では、MOSFETQ1とMOSFETQ2のドレイン端子とソース端子間の導通と遮断を交互に繰り返すスイッチング動作を行う。そして、これにより平滑用インダクタンスLに誘起される電圧を、MOSFETQ2に

より整流し、更に平滑用コンデンサC4で平滑化して42V車両用電源装置V2の充電に利用したり、42V系の負荷R2に供給したりする。このとき、特にMOSFETQ1を遮断状態から導通状態に切り替える際に、緩衝用コンデンサC1、C2と共振用インダクタンスLrとの共振電流によって、MOSFETQ1に印加される電圧と流れる電流とを制御し、MOSFETQ1のソフトスイッチングを実現する。

【0020】また、非絶縁双方向DC-DCコンバータが42V車両用電源装置V2の電気エネルギーを利用して12V系へ電圧を供給する降圧動作では、MOSFETQ1とMOSFETQ2のドレイン端子とソース端子間の導通と遮断を交互に繰り返すスイッチング動作を行う。そして、これにより平滑用インダクタンスLに誘起される電圧を、MOSFETQ1により整流し、更に平滑用コンデンサC3で平滑化して12V車両用電源装置V1の充電に利用したり、12V系の負荷R1に供給したりする。このとき、特にMOSFETQ2を遮断状態から導通状態に切り替える際に、緩衝用コンデンサC1、C2と共振用インダクタンスLrとの共振電流によって、MOSFETQ2に印加される電圧と流れる電流とを制御し、MOSFETQ2のソフトスイッチングを実現する。

【0021】なお、上述の非絶縁双方向DC-DCコンバータの昇圧、または降圧動作における変換前後の電圧比は、PWM制御によるMOSFETQ1、またはMOSFETQ2のドレイン端子とソース端子間の導通と遮断の時間比率（スイッチング信号のデューティ比）で決定される。また、主スイッチング素子や補助スイッチング素子には、MOSFETの他、逆阻止サイリスタ、GTO（Gate Turn Off thyristor）、バイポーラトランジスタ、IGBT等を用いても良く、逆阻止サイリスタ、GTO、バイポーラトランジスタ、IGBTを用いた例は、IGBTを用いた場合を代表に、第2の実施の形態として詳細を後述する。

【0022】次に、図面を用いて、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの制御手順と動作の詳細を説明する。回路の動作を説明するにあたっては、図1の回路図における各部分の電圧や電流の表記を先に定義する。まず、電圧の定義は、緩衝用コンデンサC1の両端にかかる、共振用インダクタンスLと接続される側を正方向として表した電圧をVc1、緩衝用コンデンサC2の両端にかかる、42V系車両用電源装置V2と接続される側を正方向として表した電圧をVc2とする。また、電流の定義は、平滑用インダクタンスLを流れる電流をILとする。ここで、電流ILの流れる向きは昇圧動作時と降圧動作時で反対になるので、昇圧動作時は、12V系車両用電源装置V1からMOSFETQ1、またはMOSFETQ2へ向かって流れる方向を正方向とし、降圧動作時は、その逆を正方向とする。

【0023】同様に、共振用インダクタンス $L_r$ を流れる電流を $I_{Lr}$ とする。ここで、電流 $I_{Lr}$ の流れる向きは昇圧動作時と降圧動作時で反対になるので、昇圧動作時は、MOSFET $Q_1$ 、またはMOSFET $Q_2$ から12V系車両用電源装置 $V_1$ へ向かって流れる方向を正方向とし、降圧動作時は、その逆を正方向とする。

【0024】また、共振用インダクタンス $L$ と接続される側からMOSFET $Q_1$ へ流れこむ向きを正方向として表した電流を $I_{Q1}$ 、42V系車両用電源装置 $V_2$ と接続される側からMOSFET $Q_2$ へ流れこむ向きを正方向として表した電流を $I_{Q2}$ とする。

【0025】次に、上記で定義した各部分の電圧と電流の表記に基づいて、まず、図2から図4に示す(a)モードa-1から(i)モードa-9までの各状態を示した図と、図5に示す波形図を用いて、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作を説明する。なお、図2から図4では導通状態を分りやすく説明するため、非導通状態の回路要素を省略して説明している。図5の波形図では、最下段に示したモード番号が上記のモード番号に対応し、それぞれの波形は上記の各モードに対応した信号波形を示す。まず、(a)モードa-1において、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータは、昇圧動作の定常状態にあり、12V系車両用電源装置 $V_1$ が平滑用インダクタンス $L$ への電気エネルギーの蓄積を行っている。このとき、MOSFET $Q_1$ は導通状態、MOSFET $Q_2$ は遮断状態にあり、従って、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ は、全てMOSFET $Q_1$ を流れている。

【0026】次に、(b)モードa-2において、MOSFET $Q_1$ をターンOFFすると、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ は、緩衝用コンデンサ $C_1$ を充電し、緩衝用コンデンサ $C_2$ を放電する。この状態は、平滑用インダクタンス $L$ と緩衝用コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ とが共振している状態である。また、このとき、共振状態になるまでMOSFET $Q_1$ がON状態にあり、電圧が加わっていなかった緩衝用コンデンサ $C_1$ の両端電圧 $V_{c1}$ は上昇する。しかし、両端電圧 $V_{c1}$ は、緩衝用コンデンサ $C_1$ が与える時定数のため急速には上昇できず、MOSFET $Q_1$ は、緩衝用コンデンサ $C_1$ の両端電圧、すなわちその両端電圧 $V_{c1}$ が”ゼロ”の状態でターンOFFされるゼロ電圧スイッチング(ZVS: Zero Voltage Switching)となる。図5の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとなる部分を「(a) ZVS」として示している。

【0027】MOSFET $Q_1$ をターンOFFすることにより、緩衝用コンデンサ $C_2$ の両端電圧 $V_{c2}$ が”ゼロ”に達すると、(c)モードa-3において、MOSFET $Q_2$ の寄生ダイオード $QD_2$ が導通状態になり、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ は、全て寄生ダイオード $QD_2$ を流れるようになるが、この寄生ダイ

オード $QD_2$ が導通するときに、MOSFET $Q_2$ を同時にターンONする。すると、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ はダイオード $QD_2$ を通過させることなく、オン抵抗の低いMOSFET $Q_2$ のソース端子 $SC_2$ とドレイン端子 $DC_2$ 間を流れるようになり、ダイオード $QD_2$ に電流を導通させる場合よりも導通損失を少なくし、効率良く電力を42V系車両用電源装置 $V_2$ へ伝えることができ、MOSFETの同期整流が実現する。従って、このMOSFET $Q_2$ の整流作用により、12V系車両用電源装置 $V_1$ から昇圧されて平滑用インダクタンス $L$ に蓄えられた電気エネルギーが、42V系車両用電源装置 $V_2$ へ伝えられ、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作となる。

【0028】また、MOSFET $Q_2$ をターンONする場合、その両端電圧 $V_{c2}$ は”ゼロ”であり、電流も流れ始める前のため $I_{Q2}$ は”ゼロ”であるので、MOSFET $Q_2$ のターンONは、ゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチング(ZCS: Zero current Switching)となる。図5の波形図には、このゼロ電圧スイッチング、ゼロ電流スイッチングとなる部分を「(b) ZVS」、「(c) ZCS」として示している。

【0029】次に、MOSFET $Q_2$ をターンOFFし、定常状態の(a)モードa-1に戻る準備として、(d)モードa-4において、MOSFET $Q_{r2}$ をターンONし、同時にMOSFET $Q_{r1}$ もターンONする。すると、共振用インダクタンス $L_r$ の両端には、42V系車両用電源装置 $V_2$ の電圧と12V系車両用電源装置 $V_1$ の電圧の差の電圧が印加されることになるので、共振用インダクタンス $L_r$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ は直線的に上昇する。また、このとき、MOSFET $Q_{r1}$ 、 $Q_{r2}$ は、電流が流れていない状態でターンONされるのでゼロ電流スイッチングとなる。図5の波形図には、このゼロ電流スイッチングとなる部分を「(d) ZCS」、「(e) ZCS」として示している。このとき、MOSFET $Q_{r1}$ はターンONしなくても寄生ダイオード $QDr_1$ により共振電流 $I_{Lr}$ を導通させることができるが、寄生ダイオード $QDr_1$ の導通損失の方が多く発生するので、これを回避するために、オン抵抗の小さいMOSFET $Q_{r1}$ をターンONすることで寄生ダイオード $QDr_1$ を導通させるときよりも導通時の損失が低減される。

【0030】この状態で共振用インダクタンス $L_r$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ が、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ より大きくなると、(e)モードa-5において、MOSFET $Q_2$ に42V系車両用電源装置 $V_2$ と接続される側からMOSFET $Q_2$ へ流れこむ向きの電流が流れはじめる。次に、(f)モードa-6において、MOSFET $Q_2$ をターンOFFすると、共振用インダクタンス $L_r$ と緩衝用コンデンサ $C_1$ 、 $C_2$ との共振が発生し、共振用インダクタンス $L_r$ を流れる共振電

流  $I_{Lr}$  の一部は、緩衝用コンデンサ  $C1$  を放電し、緩衝用コンデンサ  $C2$  を充電する。また、このとき、緩衝用コンデンサ  $C2$  の両端電圧  $V_{c2}$  は、緩衝用コンデンサ  $C2$  が与える時定数のため急速には上昇できず、MOSFET  $Q2$  は両端電圧  $V_{c2}$  が”ゼロ”の状態ターンOFFされるゼロ電圧スイッチングとなる。図5の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとなる部分を「(f) ZVS」として示している。

【0031】そして、(g) モード  $a-7$  において、緩衝用コンデンサ  $C1$  の両端電圧  $V_{c1}$  が”ゼロ”になると、MOSFET  $Q1$  の寄生ダイオード  $QD1$  が導通可能な状態となるが、この状態への転移タイミングと同期させてMOSFET  $Q1$  をターンONすると、寄生ダイオード  $QD1$  には電流は流れず、MOSFET  $Q1$  のソース端子  $SC1$  とドレイン端子  $DC1$  間を流れる同期整流が行われる。尚、上記寄生ダイオード  $QD1$  が導通状態になったときに、MOSFET  $Q1$  をターンONさせなくても寄生ダイオード  $QD1$  により整流させることはできるが、強制的にオン抵抗の小さいMOSFET  $Q1$  をターンONすることで寄生ダイオードに電流を導通させるときよりも導通時の損失を低減することができる。また、MOSFET  $Q1$  をターンONする場合、その両端電圧  $V_{c1}$  は”ゼロ”であり、電流も流れ始める前のため  $I_{Q1}$  は”ゼロ”であるので、MOSFET  $Q1$  のターンONは、ゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチングとなる。図5の波形図には、このゼロ電圧スイッチング、ゼロ電流スイッチングとなる部分を「(g) ZVS」、「(h) ZCS」として示している。

【0032】また、このとき、共振用インダクタンス  $L_r$  には、共振電流  $I_{Lr}$  を減少させる向きに、12V系車両用電源装置  $V1$  の電圧が印加されるので、共振用インダクタンス  $L_r$  を流れる共振電流  $I_{Lr}$  は次第に減少する。この状態で共振用インダクタンス  $L_r$  を流れる共振電流  $I_{Lr}$  が、平滑用インダクタンス  $L$  を流れる電流  $I_L$  よりも小さくなり始めると、(h) モード  $a-8$  において、MOSFET  $Q1$  に (g) モード  $a-7$  のときとは反対の、平滑用インダクタンス  $L$  と接続される側からMOSFET  $Q1$  へ流れる向きの電流が流れ始める。更に、共振用インダクタンス  $L_r$  を流れる共振電流  $I_{Lr}$  が減少して”ゼロ”に近づいたときに、(i) モード  $a-9$  において、MOSFET  $Qr1$  を先にターンOFFする。すると、電流はMOSFET  $Qr1$  の寄生ダイオード  $QDr1$  を流れるようになる。

【0033】また、共振用インダクタンス  $L_r$  を流れる共振電流  $I_{Lr}$  が減少して”ゼロ”になると、次の定常状態の (a) モード  $a-1$  へ移る前にMOSFET  $Qr2$  をターンOFFする。このとき、MOSFET  $Qr2$  は、電流が”ゼロ”の状態ターンOFFされるのでゼロ電流スイッチングとなる。図5の波形図には、このゼロ電流スイッチングとなる部分を「(i) ZCS」とし

て示している。

【0034】なお、MOSFET  $Qr2$  のターンOFFは、共振電流が流れていない状態のうちにできれば良いので、定常状態の (a) モード  $a-1$  の間にターンOFFするようにしても良い。また、共振電流  $I_{Lr}$  が減少してゼロになっても寄生ダイオード  $Dr1$  により逆方向の共振電流  $I_{Lr}$  が流れることは阻止される。以上により、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作の一周期の動作が完了する。また、DC-DCコンバータの電圧変換の電圧比は、(a) モード  $a-1$  と (c) モード  $a-3$  の状態を保つ時間比率を、PWMにより制御することで決定される。

【0035】次に、図6から図8に示す (a) モード  $b-1$  から (i) モード  $b-9$  までの各状態を示した図と、図9に示す波形図を用いて、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作を説明する。なお、図9の波形図では、最下段に示したモード番号が上記のモード番号に対応し、それぞれの波形は上記の各モードに対応した信号波形を示す。まず、(a) モード  $b-1$  において、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータは、降圧動作の定常状態にあり、42V系車両用電源装置  $V2$  が平滑用インダクタンス  $L$  への電気エネルギーの蓄積を行っているとする。このとき、MOSFET  $Q1$  は遮断状態、MOSFET  $Q2$  は導通状態にあり、従って、平滑用インダクタンス  $L$  を流れる電流  $I_L$  は、全てMOSFET  $Q2$  を流れている。

【0036】次に、(b) モード  $b-2$  において、MOSFET  $Q2$  をターンOFFすると、平滑用インダクタンス  $L$  を流れる電流  $I_L$  は、緩衝用コンデンサ  $C1$  を放電し、緩衝用コンデンサ  $C2$  を充電する。この状態は、平滑用インダクタンス  $L$  と緩衝用コンデンサ  $C1$ 、 $C2$  とが共振している状態である。また、このとき、共振状態になるまでMOSFET  $Q2$  がON状態にあり、電圧が加わっていなかった緩衝用コンデンサ  $C2$  の両端電圧  $V_{c2}$  は上昇する。しかし、電圧  $V_{c2}$  は、緩衝用コンデンサ  $C2$  が与える時定数のため急速には上昇できず、MOSFET  $Q2$  は、緩衝用コンデンサ  $C2$  の両端電圧、すなわちMOSFET  $Q2$  の両端電圧  $V_{c2}$  が”ゼロ”の状態ターンOFFされるゼロ電圧スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとなる部分を「(a) ZVS」として示している。

【0037】MOSFET  $Q2$  をターンOFFすることにより、緩衝用コンデンサ  $C1$  の両端電圧  $V_{c1}$  が”ゼロ”に達すると、(c) モード  $b-3$  において、MOSFET  $Q1$  の寄生ダイオード  $QD1$  が導通状態になり、平滑用インダクタンス  $L$  を流れる電流  $I_L$  は、全て寄生ダイオード  $QD1$  を流れるようになるが、この寄生ダイオード  $QD1$  が導通するときに、MOSFET  $Q1$  を同時にターンONする。すると、平滑用インダクタンス  $L$  を流れる電流  $I_L$  はMOSFET  $Q1$  を流れるようにな

り、平滑用インダクタンス $L$ に蓄えられた電気エネルギーは、寄生ダイオード $QD1$ を通過することなくオン抵抗が低く導通損失の少ないMOSFET $Q1$ のソース端子 $SC1$ とドレイン端子 $DC1$ の間を通過して12V系車両用電源装置 $V1$ へ伝えられ、MOSFETの同期整流が実現する。従って、このMOSFET $Q1$ の整流作用により、42V系車両用電源装置 $V2$ の電源電圧から降圧されて平滑用インダクタンス $L$ に蓄えられた電気エネルギーが、12V系車両用電源装置 $V1$ へ伝えられ、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作となる。

【0038】また、MOSFET $Q1$ をターンONする場合、その両端電圧 $V_{c1}$ は”ゼロ”であり、電流も流れ始める前のため $I_{Q1}$ は”ゼロ”であるので、MOSFET $Q1$ のターンONは、ゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチング、となる部分を「(b) ZVS」、「(c) ZCS」として示している。

【0039】次に、MOSFET $Q1$ をターンOFFし、定常状態の(a)モードb-1に戻る準備として、(d)モードb-4において、MOSFET $Qr1$ をターンONし、同時にMOSFET $Qr2$ もターンONする。すると、共振用インダクタンス $Lr$ の両端には、12V系車両用電源装置 $V1$ の電圧が印加されることになるので、共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ は直線的に上昇する。また、このとき、MOSFET $Qr1$ 、 $Qr2$ は、電流が流れていない状態でターンONされるのでゼロ電流スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電流スイッチングとなる部分を「(d) ZCS」、「(e) ZCS」として示している。このとき、MOSFET $Qr2$ はターンONしなくても寄生ダイオード $QDr2$ により共振電流 $I_{Lr}$ を導通させることができるが、寄生ダイオード $QDr2$ での導通損失により電圧降下が発生するので、これを回避するために、オン抵抗の小さいMOSFET $Qr2$ をターンONすることで寄生ダイオード $QDr2$ を導通させるときよりも導通時の損失が低減される。

【0040】この状態で共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ が、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ より大きくなると、(e)モードb-5において、MOSFET $Q1$ に共振用インダクタンス $L$ と接続される側からMOSFET $Q1$ へ流れこむ向きの電流が流れ始める。次に、(f)モードb-6において、MOSFET $Q1$ をターンOFFすると、共振用インダクタンス $Lr$ と緩衝用コンデンサ $C1$ 、 $C2$ との共振が発生し、共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ の一部は、緩衝用コンデンサ $C1$ を充電し、緩衝用コンデンサ $C2$ を放電する。また、このとき、緩衝用コンデンサ $C1$ の両端電圧 $V_{c1}$ は、緩衝用コンデンサ $C1$

が与える時定数のため急速には上昇できず、MOSFET $Q1$ は両端電圧 $V_{c1}$ が”ゼロ”の状態でもターンOFFされるゼロ電圧スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとなる部分を「(f) ZVS」として示している。

【0041】そして、(g)モードb-7において、緩衝用コンデンサ $C2$ の両端電圧 $V_{c2}$ が”ゼロ”になると、MOSFET $Q2$ の寄生ダイオード $QD2$ が導通可能な状態となるが、この状態への転移タイミングと同期させてMOSFET $Q2$ をターンONすると、寄生ダイオード $QD2$ には電流は流れず、MOSFET $Q2$ のソース端子 $SC2$ とドレイン端子 $DC2$ 間を流れる同期整流が行われる。尚、上記寄生ダイオード $QD2$ が導通状態になったときに、MOSFET $Q2$ をターンONさせなくても寄生ダイオード $QD2$ により整流させることはできるが、強制的にオン抵抗の小さいMOSFET $Q2$ をターンONすることで寄生ダイオードに電流を導通させるときよりも導通時の損失を低減することができる。また、MOSFET $Q2$ をターンONする場合、その両端電圧 $V_{c2}$ は”ゼロ”であり、電流も流れ始める前のため $I_{Q2}$ は”ゼロ”であるので、MOSFET $Q2$ のターンONは、ゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電圧スイッチングとゼロ電流スイッチングとなる部分を「(g) ZVS」、「(h) ZCS」として示している。

【0042】また、このとき、共振用インダクタンス $Lr$ には、共振電流 $I_{Lr}$ を減少させる向きに、42V系車両用電源装置 $V2$ の電圧と12V系車両用電源装置 $V1$ の電圧の差の電圧が印加されるので、共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ は次第に減少する。この状態で共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ が、平滑用インダクタンス $L$ を流れる電流 $I_L$ よりも小さくなり始めると、(h)モードb-8において、MOSFET $Q2$ に(g)モードb-7のときとは反対の、42V系車両用電源装置 $V2$ と接続される側からMOSFET $Q2$ へ流れこむ向きの電流が流れ始める。更に、共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ が減少して”ゼロ”に近づいたときに、(i)モードb-9において、MOSFET $Qr2$ を先にターンOFFする。すると、電流はMOSFET $Qr2$ の寄生ダイオード $QDr2$ を流れるようになる。

【0043】また、共振用インダクタンス $Lr$ を流れる共振電流 $I_{Lr}$ が減少して”ゼロ”になると、次の定常状態の(a)モードb-1へ移る前にMOSFET $Qr1$ をターンOFFする。このとき、MOSFET $Qr1$ は、共振電流 $I_{Lr}$ が”ゼロ”の状態でもターンOFFされるのでゼロ電流スイッチングとなる。図9の波形図には、このゼロ電流スイッチングとなる部分を「(i) ZCS」として示している。

【0044】なお、MOSFET $Qr1$ のターンOFF



は、共振電流が流れていない状態のうちに行えば良いので、定常状態の(a)モードb-1の間にターンOFFするようにしても良い。また、共振電流 $I_{Lr}$ が減少してゼロになっても寄生ダイオードDr2により逆方向の共振電流 $I_{Lr}$ が流れることはない。以上により、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作の一周期の動作が完了する。また、DC-DCコンバータの電圧変換の電圧比は、(a)モードb-1と(c)モードb-3の状態を保つ時間比率を、PWMにより制御することで決定される。

【0045】(第2の実施の形態)次に、図面を参照して本発明の第2の実施の形態について説明する。図10は、本発明の第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータを示す回路図である。図10に示す、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータは、前記第1の実施の形態のMOSFETQ1、Q2が、スイッチング制御により導通または遮断されるコレクタ端子とエミッタ端子を直列に接続したIGBTQ3及びIGBTQ4、更にIGBTQ3のコレクタ端子とエミッタ端子間に逆並列に接続された整流用ダイオードD1とIGBTQ4のコレクタ端子とエミッタ端子間に逆並列に接続された整流用ダイオードD2に変更されている。

【0046】また、同様に、前記第1の実施の形態のMOSFETQr1とMOSFETQr2、及び共振用インダクタンス $L_r$ からなる補助回路H1が、IGBTQr3、Qr4と方向制御用ダイオードDr1、Dr2、及び共振用インダクタンス $L_r$ からなる補助回路H2に変更されている。ここで、補助回路H2は、エミッタ端子同士を接続した2個のIGBTQr3、Qr4に、それぞれ逆並列に方向制御用ダイオードDr1、Dr2を接続し、更に、共振用インダクタンス $L_r$ を2個のIGBTQr3、Qr4に直列に接続して構成する。なお、2個のIGBTQr3、Qr4は、コレクタ端子同士を接続した構成であっても良い。

【0047】このように、図10に示す本発明の第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータは、主スイッチング素子、または補助回路のスイッチング素子がMOSFETからIGBTと整流用ダイオードの逆並列接続によるスイッチング回路に変更されただけで、他の部分は、図1に示す本発明の第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータと変わりはなく、その基本的な動作は第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータと変わりはない。従って、昇圧動作では、特にIGBTQ3を遮断状態から導通状態に切り替える際に、緩衝用コンデンサC1、C2と共振用インダクタンス $L_r$ との共振電流によって、IGBTQ3に印加される電圧と流れる電流とを制御し、IGBTQ3のソフトスイッチングを実現する。一方、降圧動作では、特にIGBTQ4を遮断状態から導通状態に切り替える際に、緩衝用コンデンサC1、C2と共振用インダクタン

ス $L_r$ との共振電流によって、IGBTQ4に印加される電圧と流れる電流とを制御し、IGBTQ4のソフトスイッチングを実現する。

【0048】なお、上述の非絶縁双方向DC-DCコンバータの昇圧、または降圧動作における変換前後の電圧比は、平滑用インダクタンス $L$ の大きさと、PWM制御によるIGBTQ3、またはIGBTQ4のコレクタ端子とエミッタ端子間の導通と遮断の時間比率(スイッチング信号のデューティ比)で決定される。

【0049】次に、図面を用いて、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの制御手順と動作の詳細を説明する。第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの制御手順と動作は、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの制御手順及び動作と、基本的な部分は変わらないので、説明は異なる部分のみを中心に行う。他の部分は、第1の実施の形態の説明において、MOSFETQ1をIGBTQ3、寄生ダイオードQD1を整流用ダイオードD1、MOSFETQ2をIGBTQ4、寄生ダイオードQD2を整流用ダイオードD2と読み替え、また、補助回路においてMOSFETQr1をIGBTQr3、寄生ダイオードQDr1を方向制御用ダイオードDr1、MOSFETQr2をIGBTQr4、寄生ダイオードQDr2を方向制御用ダイオードDr2と読み替えることで説明できる。

【0050】まず、スイッチング素子変更されているので、図10の回路図において、図1の回路図に示したものと異なる各部分の電圧や電流の表記を先に定義する。電圧の定義は、第1の実施の形態と同様で何も変わらない。また、電流の定義も、平滑用インダクタンス $L$ や共振用インダクタンス $L_r$ を流れる電流に関しては変わらない。一方、共振用インダクタンス $L_r$ と接続される側からIGBTQ3と整流用ダイオードD1との並列回路へ流れる向きを正方向として表した電流を $I_{Q3}$ 、42V系車両用電源装置V2と接続される側からIGBTQ4と整流用ダイオードD2との並列回路へ流れる向きを正方向として表した電流を $I_{Q4}$ とする。

【0051】次に、上記で定義した各部分の電圧と電流の表記に基づいて、まず、図11から図13に示す

(a)モードc-1から(h)モードc-8までの各状態を示した図と、図14に示す波形図を用いて、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作を説明する。なお、図14の波形図では、最下段に示したモード番号が上記のモード番号に対応し、それぞれの波形は、上記の各モードに対応した信号波形を示す。

【0052】ここで、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作の制御手順と動作において、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作の制御手順及び動作と異なるところ

は、まず、(c) モードc-3において、整流用ダイオードD2が導通し、平滑用インダクタンスLを流れる電流ILが、全て整流用ダイオードD2を流れるようになるところで、IGBTQ4を同時にターンONしても、IGBTでは同期整流ができないということである。従って、この整流用ダイオードD2の整流作用により、平滑用インダクタンスLに蓄えられた電気エネルギーが、12V系車両用電源装置V1の発生する電圧とともに42V系車両用電源装置V2へ伝えられ、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作となる。

【0053】また、IGBTQ4をターンOFFし、定常状態の(a) モードc-1に戻る準備を始める(d) モードc-4において、IGBTQr4のみをターンONし、同時にIGBTQr3をターンONする必要はない。なぜならば、補助回路H2を流れる電流は、IGBTQr4を導通させた場合、方向制御用ダイオードDr1を流れるのみで、IGBTQr3を導通させてもIGBTQr3を流れることはなく、IGBTでは同期整流ができないからである。従って、昇圧動作中にIGBTQr3がターンON、ターンOFFされることはなく、共振用インダクタンスLrに共振電流を流すために、共振用インダクタンスLrに流れる共振電流の方向と方向制御用ダイオードDr1の導通方向に対応して、IGBTQ4をターンONして導通させ、共振電流がゼロになった後にIGBTQ4をターンOFFして遮断させる。以上の2点が、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作の制御手順と動作の中で、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作の制御手順及び動作と異なる部分である。

【0054】次に、図15から図17に示す(a) モードd-1から(i) モードd-8までの各状態を示した図と、図18に示す波形図を用いて、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作を説明する。なお、図18の波形図では、最下段に示したモード番号が上記のモード番号に対応し、それぞれの波形は、上記の各モードに対応した信号波形を示す。

【0055】ここで、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作の制御手順と動作において、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作の制御手順及び動作と異なるところは、まず、(c) モードd-3において、整流用ダイオードD1が導通し、平滑用インダクタンスLを流れる電流ILが、全て整流用ダイオードD1を流れるようになるところで、IGBTQ3を同時にターンONしても、IGBTでは同期整流ができないということである。従って、この整流用ダイオードD1の整流作用により、平滑用インダクタンスLに蓄えられた電気エネルギーが、12V系車両用電源装置V1へ伝えられ、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作と

なる。

【0056】また、IGBTQ3をターンOFFし、定常状態の(a) モードd-1に戻る準備を始める(d) モードd-4において、IGBTQr3のみをターンONし、同時にIGBTQr4をターンONする必要はない。なぜならば、補助回路H2を流れる電流は、IGBTQr3を導通させた場合、方向制御用ダイオードDr2を流れるのみで、IGBTQr4を導通させてもIGBTQr4を流れることはなく、MOSFETと同じような導通損失を低減する効果がないためである。従って、降圧動作中にIGBTQr4がターンON、ターンOFFされることはなく、共振用インダクタンスLrに共振電流を流すために、共振用インダクタンスLrに流れる共振電流の方向と方向制御用ダイオードDr2の導通方向に対応して、IGBTQ3をターンONして導通させ、共振電流がゼロになった後にIGBTQ3をターンOFFして遮断させる。

【0057】以上の2点が、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作の制御手順と動作の中で、第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作の制御手順及び動作と異なる部分である。以上説明したように、本発明の第1、第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータでは、例えば一方が12V系、他方が42V系のような電源の間で双方向で電力を効率よく交換することができるので、昇圧用DC-DCコンバータと降圧用DC-DCコンバータの2個のDC-DCコンバータを用いる必要がなく、不要な部品が少なくなり小型化できる。従って、車両装置へ搭載する場合などに設置に必要な空間が少なく済むという効果が得られる。

【0058】

【発明の効果】以上の如く、本発明の請求項1に記載の発明によれば、DC-DCコンバータの昇圧動作と降圧動作の両方において、第1、第2の主スイッチング素子に並列に接続された2個の緩衝用コンデンサの充放電を、該緩衝用コンデンサと共振回路を形成する共振用インダクタンスに流れる共振電流により制御し、これにより、特に第1、第2の主スイッチング素子のソフトスイッチングを実現し、DC-DCコンバータのスイッチングにおける損失の発生を押さえた効率的な動作をさせることができる。従って、昇圧用DC-DCコンバータと降圧用DC-DCコンバータの2個のDC-DCコンバータを利用することなく、1個のDC-DCコンバータで2種類の電圧を得ることができ、更に、DC-DCコンバータにおけるスイッチング損失を削減し、熱の発生を押さえることで、回路の小型化することができるという効果が得られる。また、DC-DCコンバータにおけるスイッチングによって発生するノイズを削減したDC-DCコンバータを実現できるという効果が得られる。

【0059】また、請求項2に記載の発明によれば、一

方の電源により平滑用インダクタンスに蓄積された電気エネルギーを昇圧、または降圧された電圧として他方の電源に供給し、次に、上述の一方の電源により再度平滑用インダクタンスに電気エネルギーを蓄積する状態へ移行するまでの間に、DC-DCコンバータを構成する各スイッチング素子の補助回路を利用したソフトスイッチングを実現する。従って、必要なときだけ補助回路を動作させ、無駄のない制御によりDC-DCコンバータのソフトスイッチングを実現することができるという効果が得られる。

【0060】また、請求項3に記載の発明によれば、DC-DCコンバータの双方向の電圧変換動作において、整流機能を担う側のMOSFETを導通させることにより、MOSFETによる同期整流を利用して、電圧降下の少ないDC-DCコンバータの電圧変換動作を実現する。従って、更にDC-DCコンバータにおいて発生するスイッチング損失やノイズを削減することができるという効果が得られる。

【0061】また、請求項4に記載の発明によれば、共振電流を流すための双方向スイッチ回路において、MOSFETを2個同時に導通させるので、寄生ダイオード導通時よりも導通損失を低く抑えることができる。従って、DC-DCコンバータのソフトスイッチングを実現する補助回路においても、発生するスイッチング損失やノイズを削減することができるという効果が得られる。

【0062】また、請求項5に記載の発明によれば、双方向DC-DCコンバータの昇圧動作と降圧動作とで変化する共振電流の方向に対応した補助スイッチング素子の交互の導通、遮断動作によって、DC-DCコンバータのソフトスイッチング動作を実現する。従って、補助スイッチング素子の簡単な制御で、効率の良く動作するDC-DCコンバータを実現できるという効果が得られる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の第1の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータを示す回路図である。

【図2】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図3】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図4】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図5】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作における各モード毎に変化する各部分の波形を示す波形図である。

【図6】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

ある。

【図7】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図8】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図9】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作におけるモード毎に変化する各部分の波形を示す波形図である。

【図10】 本発明の第2の実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータを示す回路図である。

【図11】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図12】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図13】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図14】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作におけるモード毎に変化する各部分の波形を示す波形図である。

【図15】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図16】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図17】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの昇圧動作における各モード毎の動作を示す図である。

【図18】 同実施の形態の共振形双方向DC-DCコンバータの降圧動作におけるモード毎に変化する各部分の波形を示す波形図である。

【図19】 従来例の非絶縁双方向DC-DCコンバータを示す回路図である。

#### 【符号の説明】

V1 12V車両等電源装置

V2 +48V車両用電源装置

Q1、Q2、Qr1、Qr2 MOSFET

QD1、QD2、QDr1、QDr2 寄生ダイオード

Q3、Q4、Qr3、Qr4 IGBT

D1、D2 整流用ダイオード

Dr1、Dr2 方向制御用ダイオード

C1、C2 緩衝用コンデンサ

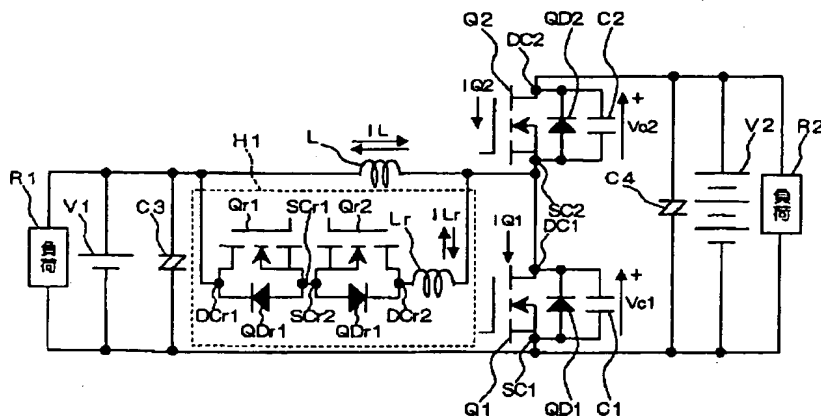
C3、C4 平滑用コンデンサ

L 平滑用インダクタンス

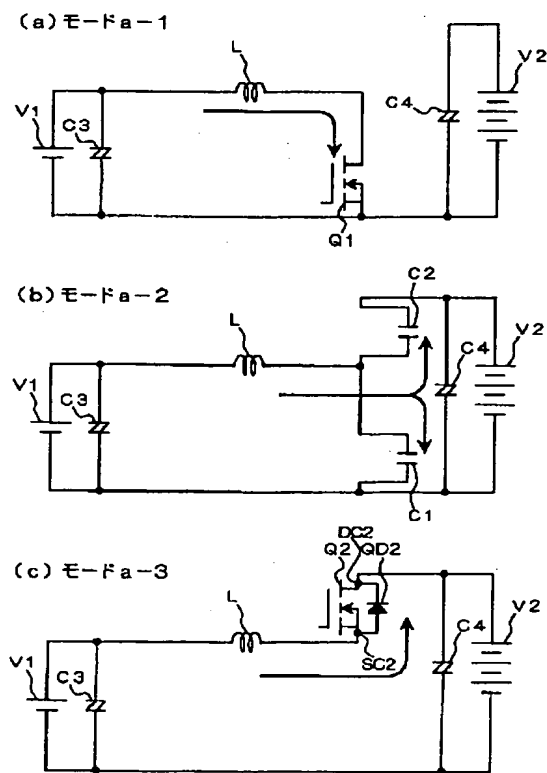
Lr 共振用インダクタンス

H1、H2 補助回路

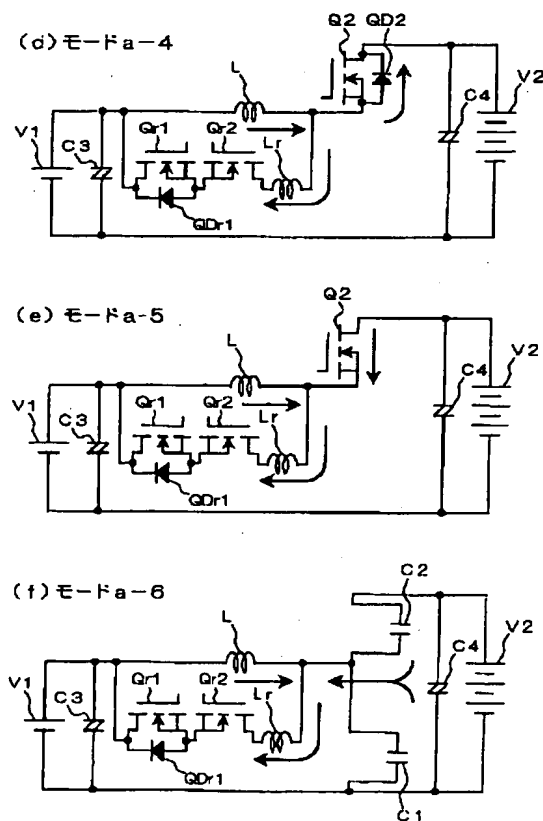
【図1】



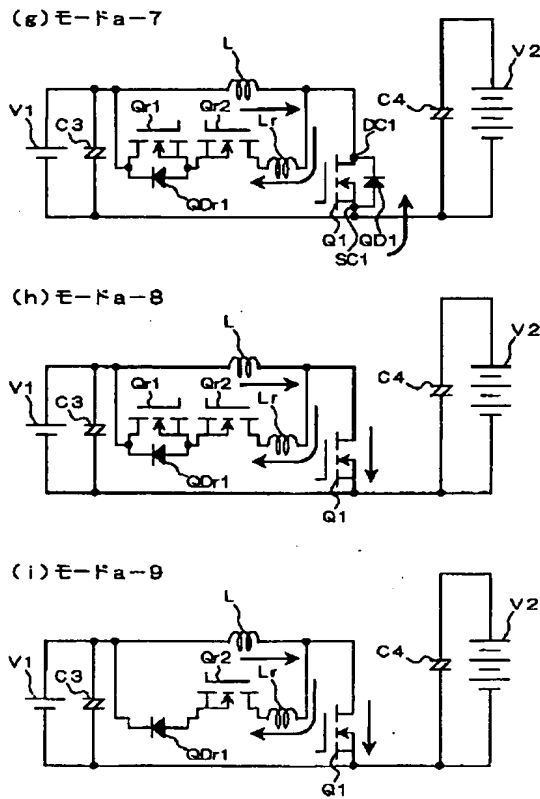
【図2】



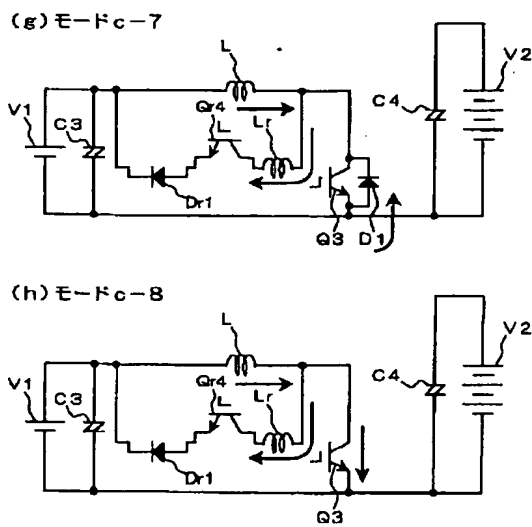
【図3】



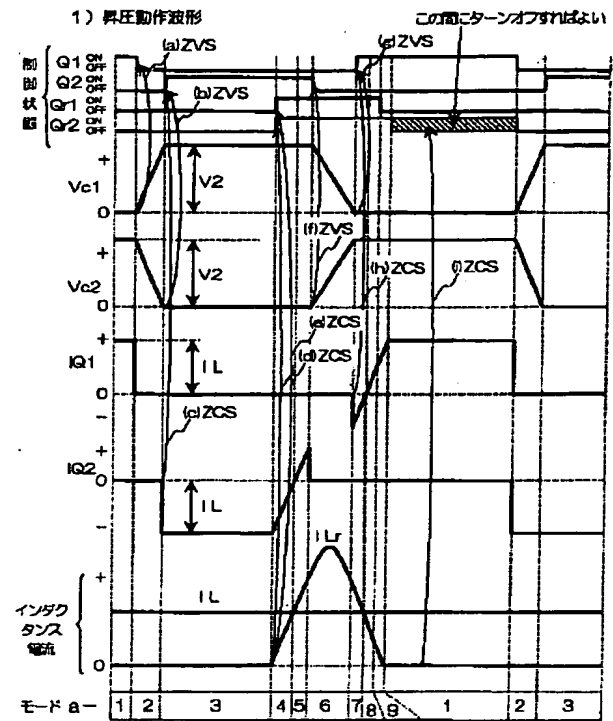
【図 4】



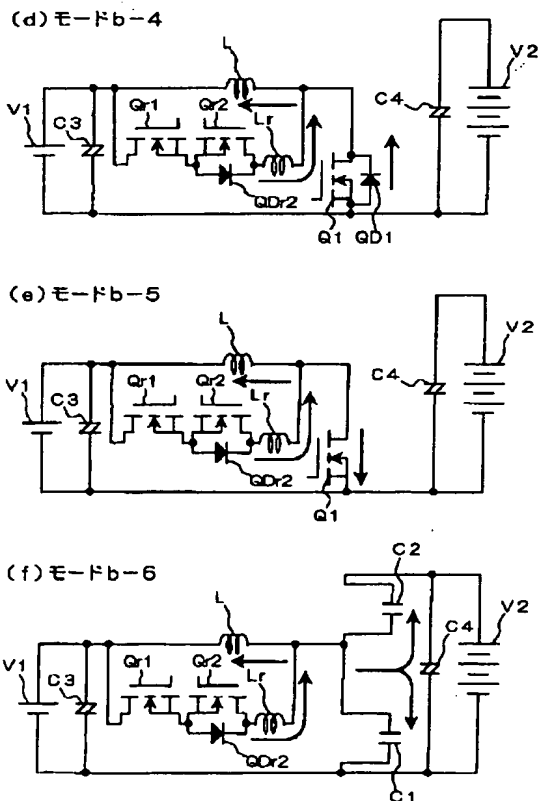
【図 13】



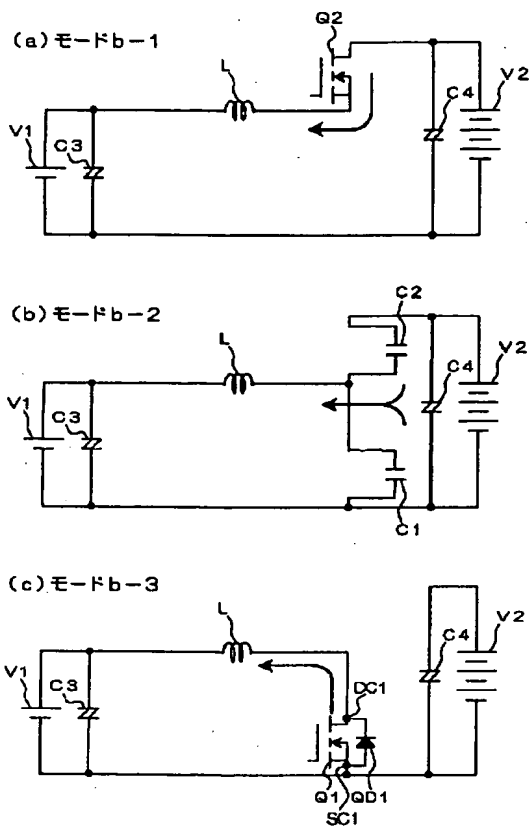
【図 5】



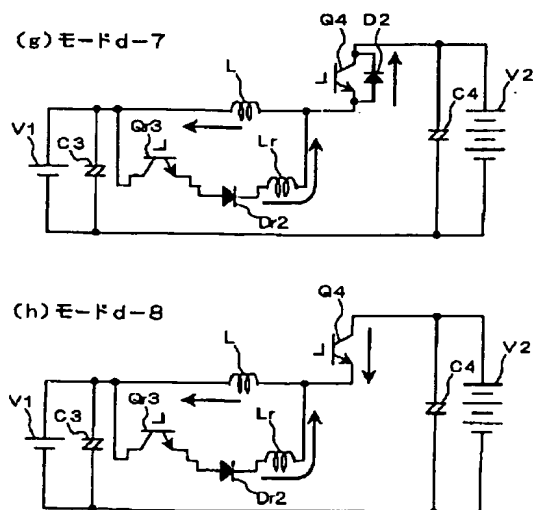
【図 7】



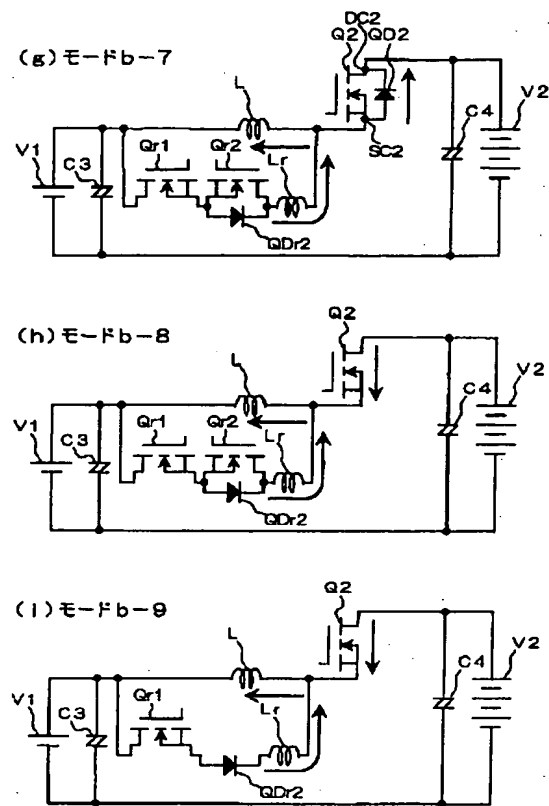
【図 6】



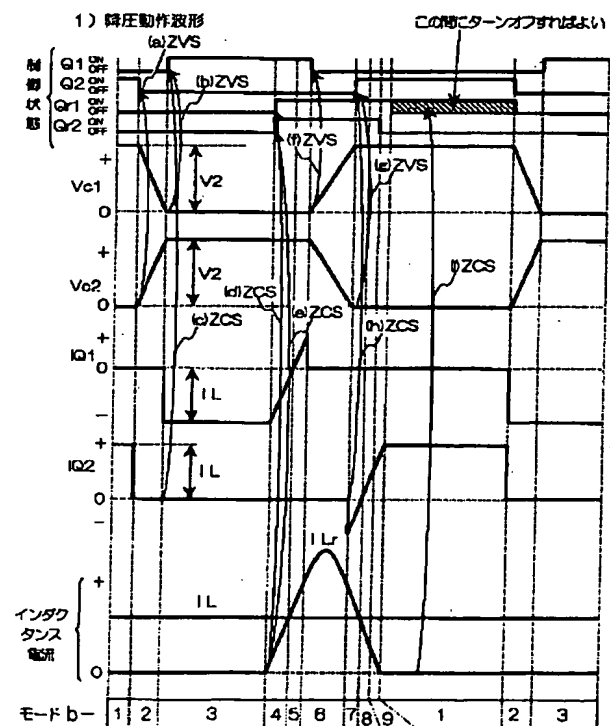
【图 17】



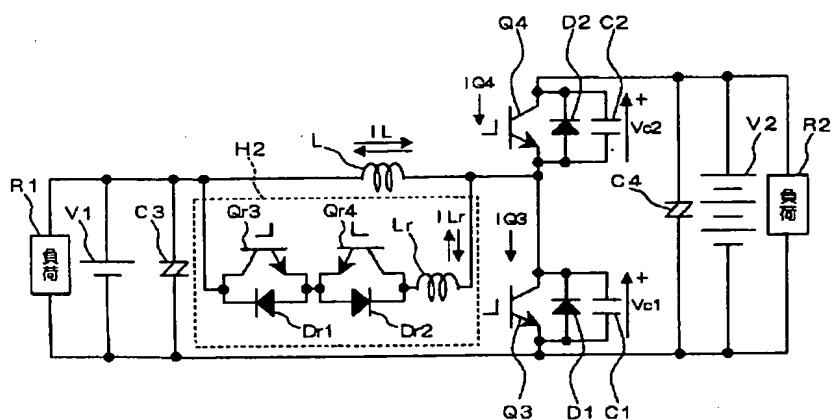
【図8】



【図 9】

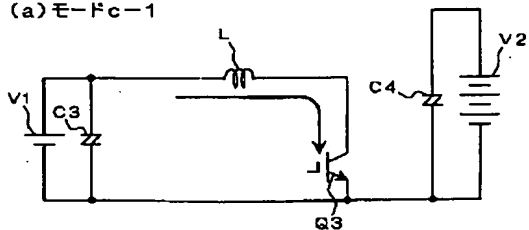


【図10】

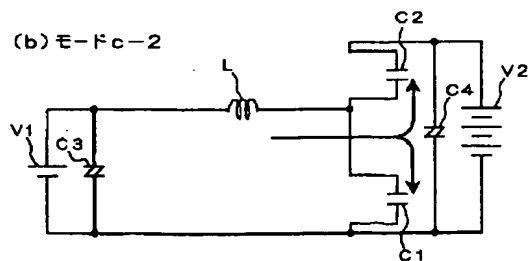


【図11】

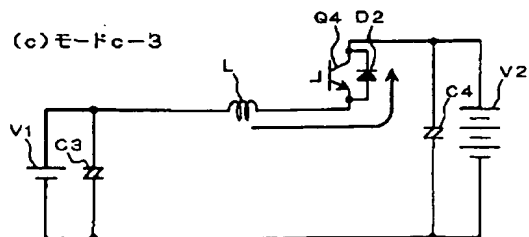
(a) モードc-1



(b) モードc-2

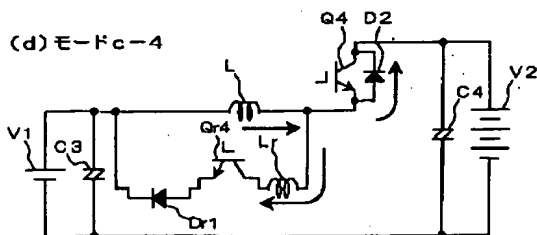


(c) モードc-3

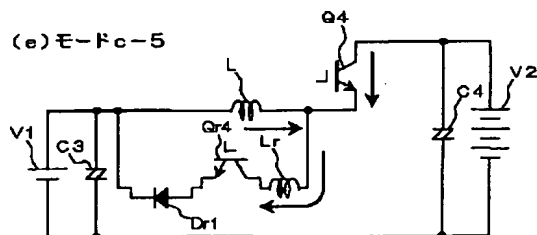


【図12】

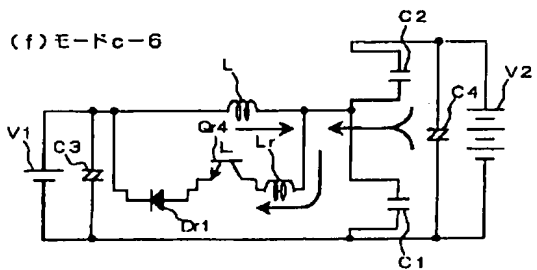
(d) モードc-4



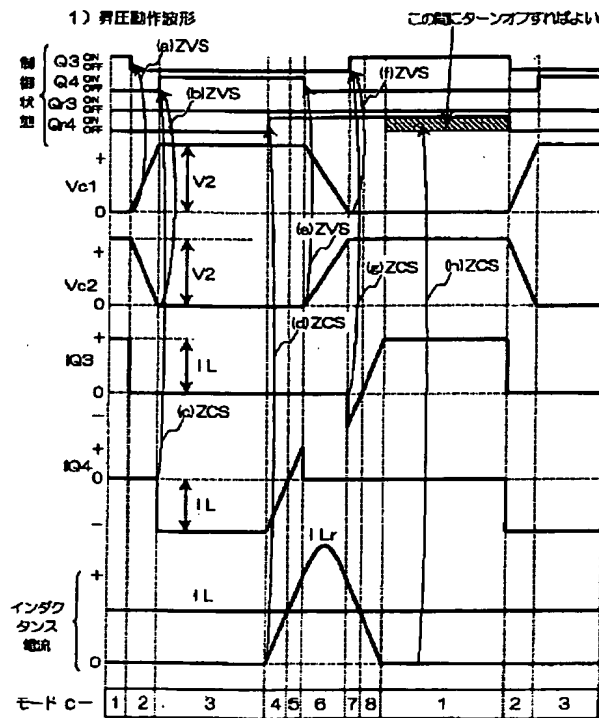
(e) モードc-5



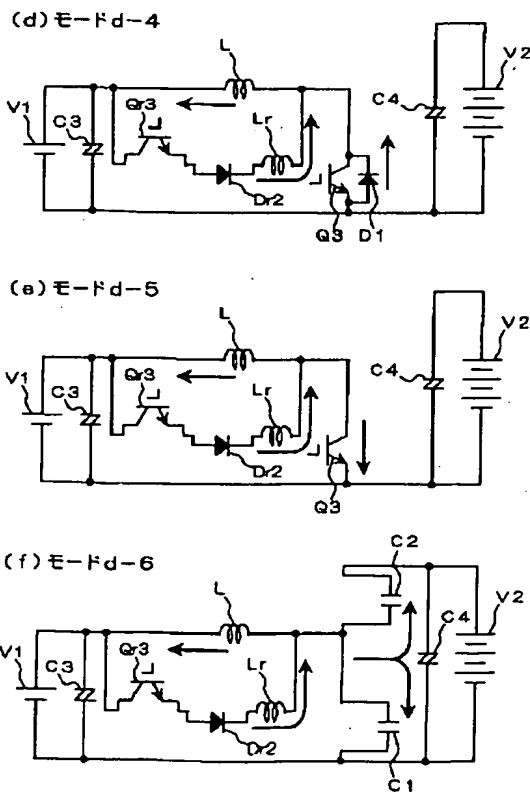
(f) モードc-6



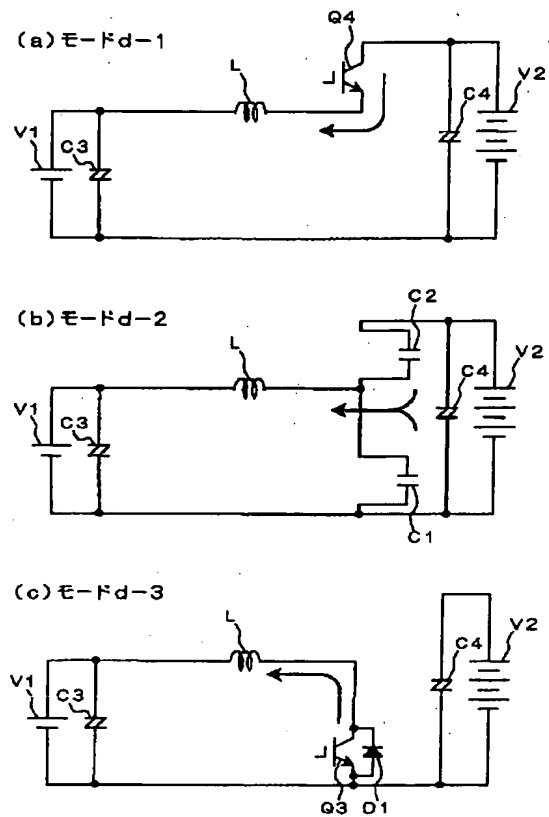
【図14】



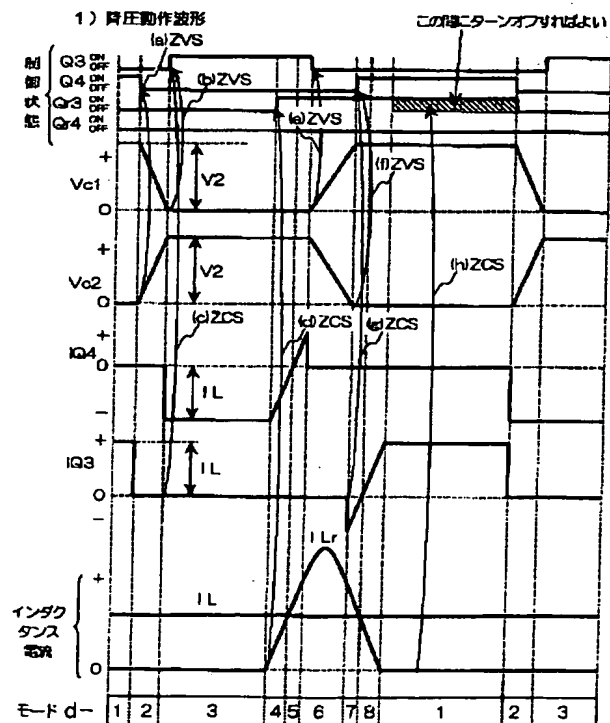
【図16】



【図15】



【図18】





【図19】

